

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 10-319149

(43)Date of publication of application : 04.12.1998

(51)Int.Cl. G04F 10/04

(21)Application number : 09-141046

(71)Applicant : SEIKO EPSON CORP

(22)Date of filing : 14.05.1997

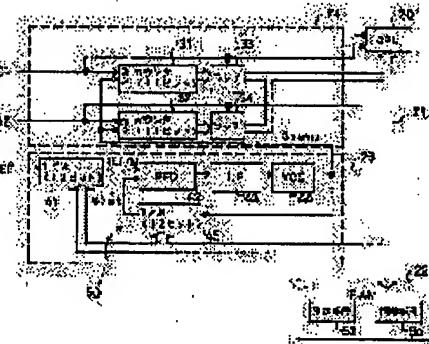
(72)Inventor : TAKEUCHI KESATOSHI

(54) SIGNAL SECTION MEASURING DEVICE

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To improve the measurement accuracy of a signal section.

SOLUTION: A signal section measuring device has a PLL circuit 50 for generating a sampling signal Ssamp by multiplying a reference signal REF/M by an adjustable multiplication number N, counters 31 and 32 for counting the number of clocks of a sampling signal Ssamp at a section to be measured, and a measuring means 52 for measuring the length of the section to be measured from the count value of the counters 31 and 32 at the section to be measured and the frequency of the sampling signal Ssamp. Also, a frequency divider 41 for generating a reference signal REF/M by dividing the input signal REF into 1/M is provided. The multiplication number N of the PLL circuit 50 and the frequency-dividing value M of the frequency diver 41 are adjusted by an adjusting means 54.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 公開審判公聽 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平10-319149

(43)公園日 平成10年(1998)12月4日

(51) Int.Cl.
G 04 F 10/04

識別記号

F I
G 04 F 10/04

A

審査請求 未請求 請求項の数4 FD (全9頁)

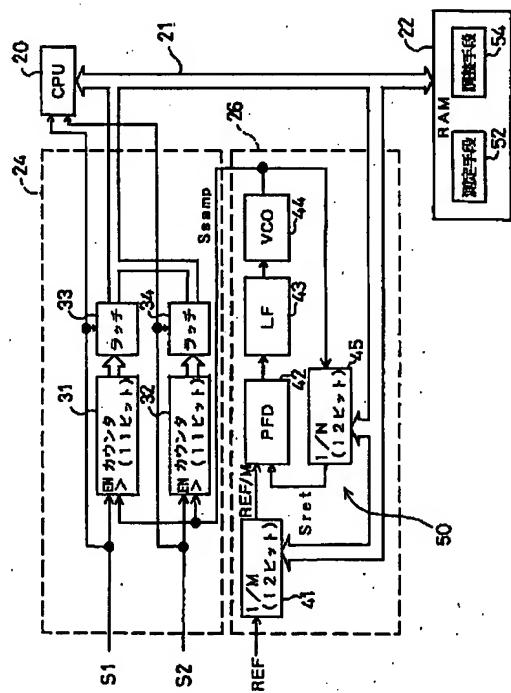
(21)出願番号	特願平9-141048	(71)出願人	000002369 セイコーエプソン株式会社 東京都新宿区西新宿2丁目4番1号
(22)出願日	平成9年(1997)5月14日	(72)発明者	竹内 啓佐敏 長野県諏訪市大和三丁目3番5号 セイコ ーエプソン株式会社内
(74)代理人	弁理士 下出 隆史 (外2名)		

(54) 【発明の名称】 信号区間測定装置

(57) 【要約】

【課題】 信号区間の測定精度を向上させる。

【解決手段】 信号区間測定装置は、調整可能な倍倍数Nで基準信号REF/Mを倍倍することによってサンプリング信号Sampを生成するPLL回路50と、被測定区間においてサンプリング信号Sampのクロック数をカウントするためのカウンタ31, 32と、被測定区間ににおけるカウンタ31, 32のカウント値と、サンプリング信号Sampの周波数とから、被測定区間の長さを測定する測定手段52とを備える。また、入力信号REFを1/Mに分周して基準信号REF/Mを生成する分周器41を備えている。PLL回路50の倍倍数Nと、分周器41の分周値Mとは、調整手段54によって調整される。



(2)

【特許請求の範囲】

【請求項1】 被測定信号の被測定区間の長さを測定する装置であつて、

調整可能な倍数Nで第1の基準入力信号を倍することによってクロック信号を生成するPLL回路と、前記被測定区間において前記クロック信号のクロック数をカウントするためのカウンタと、

前記被測定区間における前記カウンタのカウント値と、前記クロック信号の周波数とから、前記被測定区間の長さを測定する測定手段と、を備えることを特徴とする信号区間測定装置。

【請求項2】 請求項1記載の信号区間測定装置であつて、さらに、

前記クロック信号の周波数を前記PLL回路の最大許容周波数以下に保ち、かつ、前記カウンタがオーバーフローしないように前記倍数Nを調整する調整手段を備える、信号区間測定装置。

【請求項3】 請求項2記載の信号区間測定装置であつて、前記調整手段は、前記被測定区間において前記カウンタがオーバーフローすることなく可能な限り大きなカウント値を記録するように前記倍数Nを調整する、信号区間測定装置。

【請求項4】 請求項3記載の信号区間測定装置であつて、さらに、調整可能な分周値Mで第2の基準入力信号を $1/M$ に分周することによって前記第1の基準入力信号を生成する分周器を備え、

前記調整手段は、前記被測定区間において前記カウンタがオーバーフローすることなく可能な限り大きなカウント値を記録するように、前記倍数Nと前記分周値Mとを調整する、信号区間測定装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 この発明は、被測定信号の被測定区間の長さを測定する技術に関し、特に、その測定精度の向上に関する。

【0002】

【従来の技術】 映像信号の同期信号のタイプを判定すること等の種々の目的のために、被測定信号の特定の区間を測定する必要が生じることがある。このような信号区間測定装置としては、例えば特開昭60-95382号公報に記載されたものがある。この従来の信号区間測定装置では、元のクロック信号を分周器で分周することによって、周波数が元のクロック信号の $1/2$, $1/4$, $1/8$, $1/16$ の4種類のクロック信号を生成する。そして、これらの4種類のクロック信号のうちの1つをセレクタで切り換えて、カウンタに供給する。カウンタは、供給されたクロック信号を用いて、被測定信号の特定の区間におけるパルス数をカウントする。こうすれば、大きな周波数のクロック信号では信号区間を測定で

きない場合にも、小さな周波数のクロック信号を用いて測定が可能になる。

【0003】

【発明が解決しようとする課題】 しかし、上述した従来の信号区間測定装置では、選択できるクロック信号の周波数が限定されていたので、高精度な区間測定を行うことができないという問題があった。

【0004】 この発明は、従来技術における上述の課題を解決するためになされたものであり、信号区間の測定精度を向上させることができる技術を提供することを目的とする。

【0005】

【課題を解決するための手段およびその作用・効果】 上述の課題の少なくとも一部を解決するため、本発明による信号区間測定装置は、調整可能な倍数Nで第1の基準入力信号を倍することによってクロック信号を生成するPLL回路と、前記被測定区間において前記クロック信号のクロック数をカウントするためのカウンタと、前記被測定区間における前記カウンタのカウント値と、前記クロック信号の周波数とから、前記被測定区間の長さを測定する測定手段と、を備えることを特徴とする。

【0006】 上記の信号区間測定装置によれば、PLL回路における倍数Nを調整することによって、カウンタで得られるカウント値と、クロック信号の周波数との関係を調整することができる。一方、被測定区間は、カウンタのカウント値とクロック信号の周波数から決定される。従って、倍数Nを調整することによって、被測定区間の測定精度を向上させることができるのである。特に、PLL回路を用いれば、単に分周器で元のクロック信号を分周する場合に比べて、クロック信号の周波数を細かく調整できるので、より高精度の測定が可能である。

【0007】 上記の信号区間測定装置は、さらに、前記クロック信号の周波数を前記PLL回路の最大許容周波数以下に保ち、かつ、前記カウンタがオーバーフローしないように前記倍数Nを調整する調整手段を備えることが好ましい。

【0008】 こうして得られたカウンタのカウント値と、クロック信号の周波数とを用いれば、高精度な区間測定が可能である。

【0009】 なお、前記調整手段は、前記被測定区間ににおいて前記カウンタがオーバーフローすることなく可能な限り大きなカウント値を記録するように前記倍数Nを調整することが好ましい。

【0010】 こうすれば、PLL回路とカウンタの能力の範囲内で、可能な限り高精度に区間測定を行うことが可能である。

【0011】 上記の信号区間測定装置は、さらに、調整可能な分周値Mで第2の基準入力信号を $1/M$ に分周することによって前記第1の基準入力信号を生成する分周

(3)

3

器を備え、前記調整手段は、前記被測定区間において前記カウンタがオーバーフローすることなく可能な限り大きなカウント値を記録するように、前記通倍数Nと前記分周値Mとを調整することが好ましい。

【0012】この場合には、通倍数Nと分周値Mとの2つのパラメータを調整可能なので、カウンタのカウント値と、クロック信号の周波数との調整の自由度が大きく、また、クロック信号の周波数をより細かく調整することができる。従って、より高精度に区間測定を行うことが可能である。

【0013】

【発明の他の態様】この発明は、以下のような他の態様も含んでいる。第1の態様は、被測定信号の被測定区間の長さを測定する方法であって、(a) 調整可能な通倍数Nで第1の基準入力信号を通倍することによってクロック信号を生成する工程と、(b) 前記被測定区間において前記クロック信号のクロック数をカウントする工程と、(c) 前記被測定区間における前記クロック数のカウント値と、前記クロック信号の周波数とから、前記被測定区間の長さを測定する工程と、を備えることを特徴とする。

【0014】この方法によても、上記装置と同様に、高精度な信号区間の測定が可能である。

【0015】第2の態様は、コンピュータに上記の発明の各工程または各手段の機能の少なくとも一部を実行させるコンピュータプログラムを記録した記録媒体である。なお、記録媒体としては、フレキシブルディスクやCD-ROM、光磁気ディスク、ICカード、ROMカード、バーコードなどの符号が印刷された印刷物、コンピュータの内部記憶装置(RAMやROMなどのメモリ)および外部記憶装置等の、コンピュータが読み取り可能な種々の媒体を利用できる。

【0016】

【発明の実施の形態】

A. 装置の構成：以下、本発明の実施の形態を実施例に基づいて説明する。図1は、本発明の実施例としての信号区間測定装置の構成を示すブロック図である。この信号区間測定装置は、CPU20と、RAM22と、カウンタ部24と、クロック信号生成部26とを備えるコンピュータである。これらの要素20, 22, 24, 26は、バス21を介して互いに接続されている。

【0017】カウンタ部24は、2つのカウンタ31, 32と、2つのラッチ33, 34とを有している。第1のカウンタ31のイネーブル端子には、第1の被測定信号S1が入力されており、また、そのクロック入力端子にはクロック信号生成部26から供給されるサンプリング信号Sampが入力されている。第2のカウンタ32のイネーブル端子には、第2の被測定信号S2が入力されており、また、そのクロック入力端子にはサンプリング信号Sampが入力されている。なお、2つの被測定信号

(4)

4

S1, S2は、後述するように、互いに被測定区間が異なる信号である。

【0018】2つのカウンタ31, 32は、被測定信号S1, S2がそれぞれHレベルにある信号区間において、サンプリング信号Sampのパルス数をそれぞれカウントする機能を有する。この実施例では、カウンタ31, 32は11ビットのカウンタであり、0～2047の範囲でパルス数をカウントすることが可能である。カウンタ31, 32のカウント値は、ラッチ33, 34によってラッチされる。また、カウンタ31, 32にはオーバーフロー端子が設けられており、それらのオーバーフロー端子から出力されるオーバーフローフラグも、ラッチ33, 34にそれぞれラッチされる。以下では、0～2047の範囲のカウント値とオーバーフローフラグとを合わせて、単に「カウント値」と呼ぶ。

【0019】ラッチ33, 34に保持されたカウント値は、バス21を介してCPU20に読み取られる。なお、被測定信号S1, S2は、ラッチ33, 34にラッチタイミング信号として供給されているとともに、CPU20に割り込み信号としても供給されている。ラッチのタイミングや、CPU20による後述する種々の処理を開始するタイミングは、被測定信号S1, S2のエッジに応じて決定される。

【0020】クロック信号生成部26は、第1の分周器41と、位相周波数検出器(PFD)42と、ローパスフィルタ(LF。ループフィルタとも呼ばれる)43と、電圧制御発振器(VCO)44と、第2の分周器45とを備えている。第1の分周器41は、一定の周波数を有するパルス信号である入力信号REFを、調整可能な分周値Mで $1/M$ に分周することによって、入力信号REFの $1/M$ の周波数を有する基準信号REF/Mを生成する。なお、基準信号REF/Mは、本発明における第1の基準入力信号に相当し、元の入力信号REFは第2の基準入力信号に相当する。

【0021】位相周波数検出器42の基準入力端子には基準信号REF/Mが入力されており、帰還入力端子には第2の分周器45から出力された帰還信号Sretが入力されている。位相周波数検出器42は、基準信号REF/Mと帰還信号Sretとのエッジ差に応じた電圧レベルを有する信号を出力する。位相周波数検出器42の出力は、ローパスフィルタ43を通じて電圧制御発振器44に与えられる。電圧制御発振器44の出力は、サンプリング信号Sampとしてカウンタ部24に出力されるとともに、第2の分周器45に入力される。第2の分周器45は、調整可能な分周値Nでサンプリング信号Sampを分周する。第2の分周器45で分周された信号Sretは、帰還信号として位相周波数検出器42の帰還入力端子に入力される。

【0022】位相周波数検出器42と、ローパスフィルタ43と、電圧制御発振器44と、第2の分周器45と

(4)

5

は、PLL回路50を構成している。すなわち、クロック信号生成部26は、PLL回路50の上流側に、第1の分周器41を付加した構成を有している。2つの分周器41, 45における分周値M, Nは、CPU20によって調整可能である。なお、分周器41, 45は、それぞれの分周値を記憶するための12ビットのレジスタを有しており、それぞれ1～4095の範囲の分周値M, Nを設定可能である。

【0023】サンプリング信号Sampの周波数は、位相周波数検出器42に入力される基準信号REF/MのN倍の周波数を有している。換言すれば、PLL回路50は、基準信号REF/Mの周波数の単位で、サンプリング信号Sampの周波数を細かく調整可能である。例えば、基準信号REF/Mの周波数が100kHzであれば、サンプリング信号Sampの周波数を10.0MHz, 10.1MHz…というように、100kHz単位で微妙に調整できる。従って、単に分周器でクロックを分周する従来の技術に比べて、より細かい単位でカウンタ31, 32に与えるクロック信号（サンプリング信号Samp）の周波数を調整することができる。

【0024】RAM22には、測定手段52および調整手段54として機能するコンピュータプログラムが格納されている。これらの各手段の機能を実現するコンピュータプログラムは、フロッピディスクやCD-ROM等の、コンピュータ読み取り可能な記録媒体に記録された形態で提供される。コンピュータ（信号区間測定装置）は、その記録媒体からコンピュータプログラムを読み取って内部記憶装置または外部記憶装置に転送する。あるいは、通信経路を介してコンピュータにコンピュータプログラムを供給するようにしてもよい。コンピュータプログラムの機能を実現する時には、内部記憶装置に格納されたコンピュータプログラムがコンピュータのCPU20（マイクロプロセッサ）によって実行される。また、記録媒体に記録されたコンピュータプログラムをコンピュータが読み取って直接実行するようにしてもよい。

【0025】この明細書において、コンピュータとは、ハードウェア装置とオペレーションシステムとを含む概念であり、オペレーションシステムの制御の下で動作するハードウェア装置を意味している。また、オペレーションシステムが不要でアプリケーションプログラム単独でハードウェア装置を動作させるような場合には、そのハードウェア装置自体がコンピュータに相当する。ハードウェア装置は、CPU等のマイクロプロセッサと、記録媒体に記録されたコンピュータプログラムを読み取るための手段とを少なくとも備えている。コンピュータプログラムは、このようなコンピュータに、上述の各手段の機能を実現させるプログラムコードを含んでいる。なお、上述の機能の一部は、アプリケーションプログラムではなく、オペレーションシステムによって実現されてい

ても良い。

【0026】B. 处理内容と処理手順：図2は、実施例において用いられる各種の信号の波形を示すタイミングチャートである。図2（b），（c）は被測定信号S1, S2を示しており、図2（a）は、これらの被測定信号S1, S2の元になった同期信号SYNCを示している。同期信号SYNCは、約2μsの長さのLレベルの区間T1を有し、また、その周期T2は約80μsである。第1の被測定信号S1は、同期信号SYNCを單に反転させた信号である。図1に示されているように、被測定信号S1は、第1のカウンタ31のインプル端子に供給されているので、第1のカウンタ31は、被測定信号S1がHレベルの区間においてサンプリング信号Sampのパルス数をカウントする。従って、第1のカウンタ31では、同期信号SYNCがLレベルである区間T1を測定することができる。一方、第2の被測定信号S2は、同期信号SYNCの立ち下がりエッジでLレベルからHレベルに立ち上がり、次の立ち下がりエッジでHレベルからLレベルに立ち下がる信号である。すなわち、第2の被測定信号S2は、同期信号SYNCの1周期の区間T2でHレベルに保たれている信号である。従って、第2のカウンタ32では、同期信号SYNCの周期を測定することができる。

【0027】図2（d），（e）には、クロック信号生成部26への入力信号REFと、出力信号（サンプリング信号）Sampとが示されている。入力信号REFは、同期信号SYNCと同期していてもよく、また、非同期でもよい。あるいは、入力信号REFとして、同期信号SYNCをそのまま使用することも可能である。

【0028】この実施例においては、第1の被測定信号S1における信号区間T1（約2μs）と、第2の被測定信号S2における信号区間T2（約80μs）をそれぞれ以下のようにして測定する。

【0029】図3は、CPU20の制御の下で実施される信号区間測定の手順を示すフローチャートである。また、図4は、信号区間測定の結果を示す説明図である。以下ではまず、第1の被測定信号S1の信号区間T1を測定する場合について説明する。図3のステップ100では、調整手段54によって、分周器41, 45の分周値M, Nが初期設定される。この実施例では、M=200, N=1000に設定される。また、入力信号REFの周波数は20MHzであると仮定する。従って、位相周波数検出器42に入力される基準信号REF/Mの周波数は、 $20\text{MHz} / 200 = 100\text{kHz}$ である（図4（A）の表参照）。また、クロック信号生成部26から出力されるサンプリング信号Sampの周波数は $100\text{kHz} \times 1000 = 100\text{MHz}$ である。

【0030】前述したように、2つのカウンタ31, 32はそれぞれ11ビットのカウンタであり、0～2047の範囲でパルス数をカウントすることができる。ま

6

(5)

7

た、分周器41, 45は、それぞれ12ビットのレジスタを有しており、それぞれ1~4095の範囲の分周値M, Nを設定可能である。PLL回路50の最大許容周波数（最大ロック周波数）は、100MHzであると仮定する。上述したように、分周値M, Nの初期設定値では、サンプリング信号S_{samp}の周波数は、PLL回路50の最大許容周波数である100MHzに設定される。この理由は、サンプリング信号S_{samp}の周波数が大きいほど（すなわちカウンタ31, 32のクロック信号の1パルスの期間が短いほど）、信号区間の測定精度が高くなると期待されるからである。

【0031】図3のステップ102では、第1のカウンタ31によって、第1の被測定信号S1の信号区間T1（図2）のパルス数がカウントされる。信号区間T1の長さは2μsであり、サンプリング信号S_{samp}の周波数は100MHzなので、第1のカウンタ31のカウント値CNTは200となる（図4（A）の表参照）。

【0032】図3のステップ104では、調整手段54によって、第1のカウンタ31がオーバーフローしたか否かが判断される。第1の被測定信号S1に関する区間測定では、上述したように第1のカウンタ31のカウント値CNTが200にあり、オーバーフローしないので、そのまま次のステップ106が実行される。ステップ106では、分周値M, Nがそれぞれ最適値に設定される。サンプリング信号S_{samp}の周波数がPLL回路50の最大許容周波数に等しく、かつ、第1のカウンタ31がオーバーフローしていない場合には、分周値M, Nの初期値がそのまま最適値として使用される。この理由は、サンプリング信号S_{samp}の周波数が最も高く、従って、最も高精度に区間測定ができる状態で、カウント値CNTが得られているからである。この場合には、次のステップ108も省略されて、ステップ102で得られたカウント値CNTから被測定信号S1の被測定区間T1が決定される。すなわち、測定手段52は、被測定区間T1の長さを次の（1）式に従って算出する。

$$[0033] T1 = CNT / S_{samp} \quad \dots (1)$$

【0034】ここで、CNTは第1のカウンタ31のカウント値、S_{samp}はサンプリング信号S_{samp}の周波数である。ここではCNT=200, S_{samp}=100MHzなので、T1=2μsが得られる。

【0035】次に、第2の被測定信号S2の約80μsの信号区間T2を測定する場合について説明する。図3のステップ100では、調整手段54によって、分周器41, 45の分周値M, Nが初期設定され、ステップ102では第2のカウンタ32によって、第2の被測定信号S2の被測定区間T2のパルス数がカウントされる。被測定区間T2の長さは80μsであり、サンプリング信号S_{samp}の周波数は100MHzなので、被測定区間T2におけるパルス数は8000になる。ところが、第2のカウンタ32は11ビットカウンタであり、カウン

8

ト値CNTの許容範囲は0~2047なので、第2のカウンタ32はオーバーフローする（図4（A）の表の回数1の行を参照）。

【0036】カウント値CNTがオーバーフローした場合には、ステップ104からステップ110に移行して、調整手段54が分周値M, Nを再設定する。この実施例では、カウンタがオーバーフローする度に、第2の分周器45の分周値N（すなわちPLL回路50の倍数N）を前回の1/2倍の値に再設定し、一方、第1の分周器41の分周値Mは元の値（すなわち20）に保たれるようしている。具体的には、図4（B）の表に示すように、2回目の測定では、M=200, N=500に設定される。この結果、サンプリング信号S_{samp}の周波数も前回の1/2になり、50MHzになる。

【0037】分周値M, Nが再設定されると、ステップ102において第2のカウンタ32によるカウントが再度実行される。2回目の測定では、被測定区間T2が80μs、サンプリング信号S_{samp}の周波数が50MHzなので、被測定区間T2におけるパルス数は4000になる。従って、一方、第2のカウンタ32は再びオーバーフローする。この結果、分周値Nがさらに1/2倍されて、250に設定される。従って、次の3回目の測定では、サンプリング信号S_{samp}の周波数は25MHzになる。

【0038】3回目の測定では、被測定区間T2が80μs、サンプリング信号S_{samp}の周波数が25MHzなので、被測定区間T2におけるパルス数は2000になる。第2のカウンタ32は、0~2047の範囲でカウント可能なので、オーバーフローせず、カウント値CNTが2000であることがCPU20によって検出される。

【0039】そこで、この3回目の測定では、図3のステップ104からステップ106に移行し、分周値M, Nが最適値M_{opt}, N_{opt}に設定される。ここで、「分周値M, Nの最適値」とは、サンプリング信号S_{samp}の周波数をPLL回路50の最大許容周波数（100MHz）以下の可能な限り高い周波数に保ち、かつ、カウンタがオーバーフローすることなく可能な限り大きなカウント値CNTを記録するような値である。第2の分周器45の分周値Nの最適値N_{opt}は、例えばその分周値Nの最大許容値N_{max}=4095に等しく設定できる。この時、被測定区間T2における第2のカウンタ32のカウント値CNTが、その最大許容値（=2047）にはほぼ等しくなるようにするためには、分周値Mの最適値M_{opt}を以下の（2）式に従って決定すればよい。

$$[0040]$$

$$M_{opt} = M_f * (N_{opt} / N_f) * (C_{NTf} / C_{NTmax}) \quad \dots (2)$$

【0041】ここで、M_f, N_fはオーバーフローしない最後の測定における分周値M, Nの値であり、C_{NTf}はオーバーフローしない最後の測定におけるカウント

(6)

9

値、 CNT_{max} はカウンタの最大許容カウント値である。図4 (B) に示すように、3回目の測定では、 $M_f = 200$, $N_f = 250$, $CNT_f = 2000$ であり、また、 $N_{opt} = 4095$, $CNT_{max} = 2047$ ので、 M_{opt} は 3201 となる。この結果、サンプリング信号 S_{samp} の周波数は 25.59 MHz となる (図4 (B) の表の回数 4 の行を参照)。

【0042】図3のステップ 108 では、こうして再設定された分周値 M_{opt} , N_{opt} に従って得られたサンプリング信号 S_{samp} を用いて、第2のカウンタ 32 が被測定区間 T2 におけるパルス数をカウントする。この4回目の測定では、被測定区間 T2 が $80 \mu s$ であり、サンプリング信号 S_{samp} の周波数が 25.59 MHz ので、被測定区間 T2 におけるパルス数は 204.7 になる。この値は、第2のカウンタ 32 の最大許容カウント値に等しい。

【0043】調整手段 54 は、こうして得られたカウント値 CNT と、サンプリング信号 S_{samp} の周波数とを用いて、被測定区間 T2 の長さを以下の (3) 式に従って決定する。

$$T_2 = CNT / S_{samp} \quad \dots (3)$$

【0045】ここでは、 $CNT = 2047$, $S_{samp} = 25.59 \text{ MHz}$ ので、 $T_2 = 79.99 \mu s$ が得られる。

【0046】なお、ステップ 108において、第2のカウンタ 32 のカウント値 CNT が最大許容カウント値に達しない場合もあり、また、再度オーバーフローしてしまう場合もある。ステップ 108においてカウント値 CNT がオーバーフローしない場合には、そのカウント値を用いて、上記 (3) 式を用いて被測定区間が決定される。換言すれば、ステップ 108 における測定では、カウント値 CNT がカウンタの最大許容カウント値に等しくならなくともよく、オーバーフローしなければよい。この理由は、ステップ 108 で得られるカウント値 CNT は、カウンタの最大許容カウント値に近い値なので、十分に高い測定精度が得られているからである。一方、ステップ 108 においてカウント値 CNT がオーバーフローした場合には、ステップ 110 に再度戻り、分周値 M , N が再設定されて、ステップ 102～108 が繰り返される。

【0047】図4 (C) は、ステップ 106 における2つの分周値 M , N の最適値の他の決定方法を示している。この場合には、第2の分周器 45 の分周値 N の最適値 N_{opt} は、次の (4) 式で決定される。

$$N_{opt} = N_{max} * (CNT_f / CNT_{max}) \quad \dots (4)$$

【0049】一方、第1の分周器 41 の分周値 M の最適値 M_{opt} は、前述した (2) 式で決定される。図4 (C) に示されているように、これらの最適値 N_{opt} , M_{opt} はそれぞれ 4001, 3127 となる。図4 (C) の方法で決定された最適値 N_{opt} , M_{opt} は、図

10

4 (B) の最適値 N_{opt} , M_{opt} をそれぞれ 4001/4095 倍した値になっており、2つの最適値 N_{opt} , M_{opt} の比 N_{opt} / M_{opt} の値は一定である。一般に、2つの分周値 M , N の比 N/M が一定の場合には、サンプリング信号 S_{samp} の周波数は変わらないので、カウンタのカウント値 CNT としても同じ値が得られるはずである。従って、2つの分周値 M , N の最適値としては、きわめて多数の組合せが可能である。

【0050】以上のように、この実施例では、1回目の測定において、サンプリング信号 S_{samp} の周波数を PLL 回路 50 の最大許容周波数に設定し、被測定区間におけるカウント値がオーバーフローする場合には、サンプリング信号 S_{samp} の周波数を前回の 1/2 倍にするよう PLL 回路 50 の倍倍数 N を再設定して被測定区間を測定している。従って、サンプリング信号 S_{samp} の周波数がなるべく高く、かつ、カウンタがオーバーフローしないような条件で、被測定区間の測定を行うことができる。この結果、高精度に信号区間の測定を行うことが可能である。

【0051】また、上記実施例では、PLL 回路 50 の倍倍数 N を調整することによって、 $2 \mu s$ の被測定区間 T1 と、 $80 \mu s$ の被測定区間 T2 を、同じ装置で測定することができる。換言すれば、実施例の信号区間測定装置では、被測定区間の長さに応じてサンプリング信号 S_{samp} の周波数を PLL 回路 50 の倍倍数 N で調整している。このため、測定し得る信号区間の範囲が極めて広いという利点がある。また、PLL 回路 50 の倍倍数 N でサンプリング信号 S_{samp} の周波数を調整する技術は、元のクロック信号を単に分周器で分周する従来の技術に比べて、サンプリング信号 S_{samp} をより細かく調整することが可能である。従って、従来に比べてより高精度な測定を行うことができる。

【0052】なお、被測定区間 T2 の長さは、図4 (B) に示す3回目の測定における値 CNT , S_{samp} を (3) 式に代入しても、4回目の測定結果とほぼ同様な結果が得られる。従って、図3のステップ 106, 108 は必ずしも実行する必要はなく、カウンタがオーバーフローしない状態において得られたカウント値 CNT と、その時のサンプリング信号 S_{samp} の周波数とを用いて、高精度な区間測定が可能である。但し、ステップ 106, 108 を実行すれば、カウント値 CNT が、カウンタの最大許容カウント値にほぼ等しくなるように、サンプリング信号 S_{samp} の周波数を可能な限り高めることができるので、より高精度の測定が可能であるという利点がある。

【0053】ところで、図4 (B) の表における3回目までの測定においては、第1の分周器 41 における分周値 M は 200 で一定である。従って、図3のステップ 106, 108 を実行しない場合には、第1の分周器 41 は必ずしも必要ではなく、これを省略することも可能で

(7)

11

ある。但し、第1の分周器41を設ければ、サンプリング信号Sampの周波数の設定に対する自由度が高まるので、測定し得る信号区間の範囲がより広くなり、また、サンプリング信号Sampの周波数をより細かく調整することができる。すなわち、より広範囲にわたる信号区間の長さを、より高精度に測定できるという利点がある。

【0054】なお、この発明は上記の実施例や実施形態に限られるものではなく、その要旨を逸脱しない範囲において種々の態様において実施することが可能であり、例えば次のような変形も可能である。

【0055】(1) 上記実施例では、カウンタがオーバーフローした場合に、PLL回路50の倍数Nを前回の $1/2$ にしているが、倍数Nを $1/2$ 以外の種々の比率または差分で低下させるようにしてもよい。また、この時、第1の分周器41の分周値Mを同時に調整することも可能である。一般には、カウンタがオーバーフローした場合には、カウンタに入力されるクロック信号の周波数が前回よりも低下するように、分周値M、Nの少なくとも一方を調整すればよい。

【0056】(2) 上記実施例では、複数のカウンタ31、32を設けていたが、複数のカウンタを設ける必要はなく、少なくとも1つのカウンタを設けておけばよい。

【0057】(3) 上記実施例において、ハードウェアによって実現されていた構成の一部をソフトウェアに置き換えるようにしてもよく、逆に、ソフトウェアによつ

12

て実現されていた構成の一部をハードウェアに置き換えるようにしてもよい。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の実施例としての信号区間測定装置の構成を示すブロック図。

【図2】実施例において用いられる各種の信号の波形を示すタイミングチャート。

【図3】CPU20の制御の下で実施される信号区間測定の手順を示すフローチャート。

【図4】信号区間測定の結果を示す説明図。

【符号の説明】

20…CPU

21…バス

22…RAM

24…カウンタ部

26…クロック信号生成部

31, 32…カウンタ

33, 34…ラッチ

41…第1の分周器

20 42…位相周波数検出器

43…ローパスフィルタ

44…電圧制御発振器

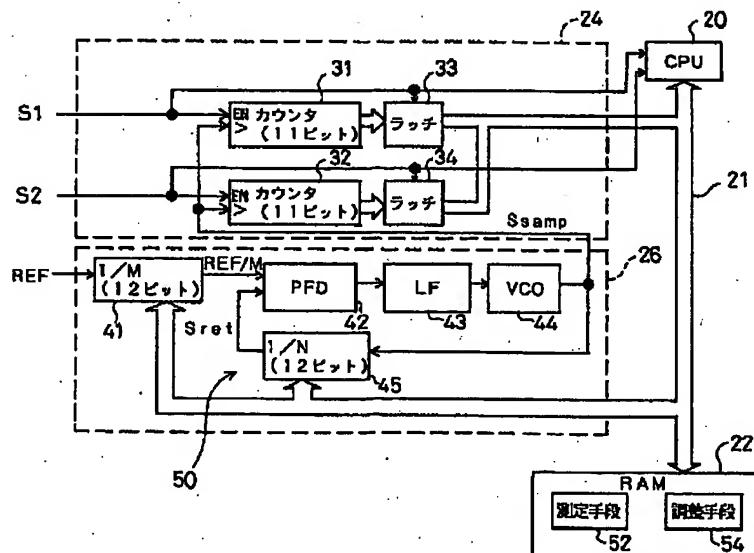
45…第2の分周器

50…PLL回路

52…測定手段

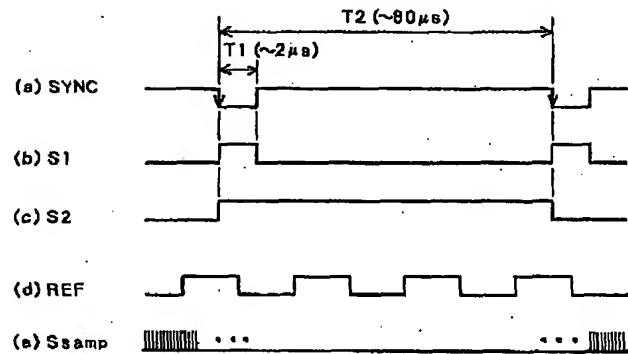
54…調整手段

【図1】

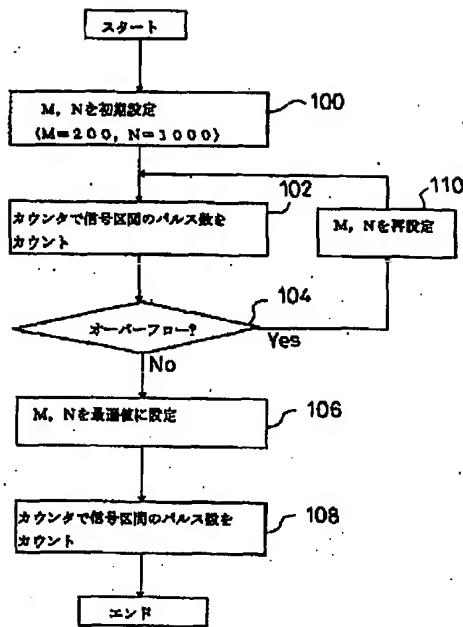


(8)

【図2】



【図3】



(9)

【図4】

(A) 信号S1 (2μs) の区間測定

回数	REF [MHz]	M	REF/M [kHz]	N	Ssamp [MHz]	CNT
1	20	200	100	1000	100	200

$$\begin{aligned} \text{Samp} &= \text{REF} \times N / M \\ &= 20 \times 10^6 \times 1000 / 200 = 100 \text{MHz} \\ T1 &= \text{CNT} / \text{Samp} \\ &= 200 / (100 \times 10^6) = 2 \mu\text{s} \end{aligned}$$

(B) 信号S2 (80μs) の区間測定

回数	REF [MHz]	M	REF/M [kHz]	N	Samp [MHz]	CNT
1	20	200	100	1000	100	オーバーフロー
2	20	200	100	500	50	オーバーフロー
3	20	200 (=Mf)	100	250 (=Nf)	25	2000 (=CNTf)
4	20	3201	6.248	4095	25.59	2047

$$\begin{aligned} \text{CNTmax} &= 2047, \text{Nmax} = 4095, \text{Mmax} = 4095 \\ \text{Nopt} &= \text{Nmax} \\ &= 4095 \\ \text{Mopt} &= \text{Mf} \times (\text{Nopt}/\text{Nf}) \times (\text{CNTf}/\text{CNTmax}) \\ &= 200 \times (4095/250) \times (2000/2047) = 3201 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{Samp} &= \text{REF} \times (N/M) \\ &= 20 \times 10^6 \times (4095/3201) = 25.59 \text{MHz} \\ \text{T2} &= \text{CNT} / \text{Samp} \\ &= 2047 / (25.59 \times 10^6) = 79.99 \mu\text{s} \end{aligned}$$

(C) M, N の最適値 Mopt, Nopt の他の決定方法

$$\begin{aligned} \text{CNTmax} &= 2047, \text{Nmax} = 4095, \text{Mmax} = 4095 \\ \text{Nopt} &= \text{Nmax} \times (\text{CNTf}/\text{CNTmax}) \\ &= 4095 \times (2000/2047) = 4001 \\ \text{Mopt} &= \text{Mf} \times (\text{Nopt}/\text{Nf}) \times (\text{CNTf}/\text{CNTmax}) \\ &= 200 \times (4001/250) \times (2000/2047) = 3127 \end{aligned}$$